

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号  
特開2001-24619  
(P2001-24619A)

(43)公開日 平成13年1月26日(2001.1.26)

(51) Int.Cl.<sup>7</sup>  
H 04 J 11/00  
H 04 B 1/10

識別記号

F I  
H 04 J 11/00  
H 04 B 1/10

テ-マコ-ト(参考)  
Z 5K022  
L 5K052

審査請求 未請求 請求項の数17 OL (全 19 頁)

(21) 出願番号 特願平11-190031  
(22) 出願日 平成11年7月5日(1999.7.5)

(71) 出願人 000005821  
松下電器産業株式会社  
大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 四方 英邦  
神奈川県川崎市多摩区東三田3丁目10番1  
号 松下技研株式会社内

(72) 発明者 國枝 賢徳  
神奈川県川崎市多摩区東三田3丁目10番1  
号 松下技研株式会社内

(74) 代理人 100097445  
弁理士 岩橋 文雄 (外2名)

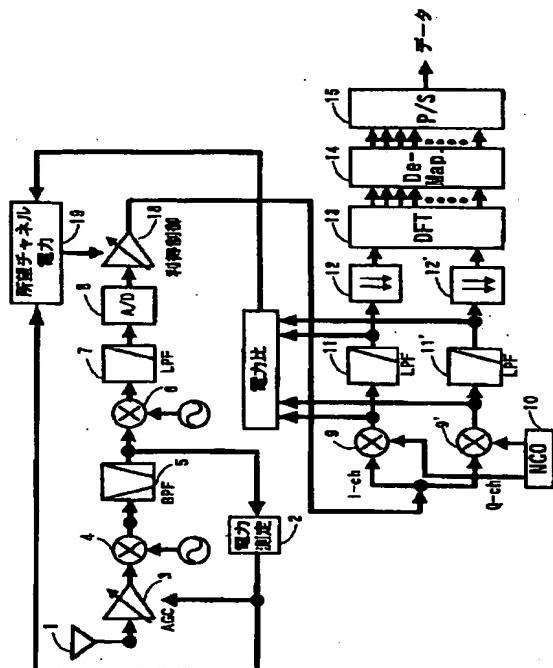
最終頁に統ぐ

(54) [発明の名称] OFDM信号受信機

(57) 【要約】

【課題】 OFDM伝送方式に関するもので、所望チャネルの近傍に隣接チャネルが存在する場合にも良好な受信特性を得ること。

【解決手段】 所望チャネル電力検出手段19は所望チャネルのみの電力を得て、この電力が大きい場合には増幅しないように、所望チャネル電力が小さい場合には増幅させるよう有利得制御手段18を制御する。所望チャネル検出手段19は、狭帯域の帯域通過フィルタ出力を測定する方法がある。その他に、デジタル直交復調後の折り返し成分除去用デジタルフィルタへの入力信号電力と出力信号電力との比を求め、入力電力に対する出力電力の比があらかじめ求めておいた隣接チャネル妨害が無い場合の入力信号と出力信号の比よりも大きい場合には隣接チャネル妨害電力が大きく、所望チャネルだけの電力は小さいとみなして離散フーリエ変換回路入力信号電力を大きくするように制御することも可能である。



1

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 各サブキャリアが線形変調された直交周波数分割多重(O F D M)伝送方式にあって、所望チャネルの近傍に隣接チャネルが存在する場合、A/D変換後、離散フーリエ変換(DFT)回路入力信号電力を隣接チャネルによる干渉を減少させるように変化させることを特徴とするO F D M信号受信機。

【請求項2】 請求項1に記載したO F D M信号受信機において、離散フーリエ回路(DFT)入力信号電力の変化の度合いが、所望チャネル信号電力と隣接チャネル信号電力との比に応じていることを特徴とするO F D M信号受信機。

【請求項3】 請求項1に記載したO F D M信号受信機において、離散フーリエ回路(DFT)入力信号電力の変化の度合いが、デジタル直交復調後の折り返し成分除去用デジタルフィルタへの入力電力と出力電力との比に応じていることを特徴とするO F D M信号受信機。

【請求項4】 請求項1に記載したO F D M信号受信機において、離散フーリエ回路(DFT)入力信号電力の変化の度合いが、デジタル直交復調後の折り返し成分除去用デジタルフィルタへの入力信号の絶対値和と出力信号の絶対値和との比に応じていることを特徴とするO F D M信号受信機。

【請求項5】 請求項2に記載したO F D M信号受信機において、所望チャネル信号電力と隣接チャネル信号電力との比は離散フーリエ変換回路出力信号から求めることを特徴とするO F D M信号受信機。

【請求項6】 請求項1に記載したO F D M信号受信機において、離散フーリエ回路(DFT)入力信号電力の変化の度合いが、離散フーリエ変換回路出力における所望チャネル帯域の振幅の絶対値和と隣接チャネル帯域の振幅の絶対値和との比に応じていることを特徴とするO F D M信号受信機。

【請求項7】 請求項5に記載したO F D M信号受信機において、所望チャネル信号電力と隣接チャネル信号電力との比は、離散フーリエ変換後の隣接チャネル帯域における特定周波数の電力から推測することを特徴とするO F D M信号受信機。

【請求項8】 請求項1に記載したO F D M信号受信機において、離散フーリエ回路(DFT)入力信号電力の変化の度合いが、離散フーリエ変換後の隣接チャネル帯域における特定周波数における振幅の絶対値の大きさに応じていることを特徴とするO F D M信号受信機。

【請求項9】 請求項1に記載したO F D M信号受信機において、離散フーリエ回路入力信号電力の変化の度合いが、請求項2～請求項8に記載した方法を組み合わせることによって決定されることを特徴とするO F D M信号受信機。

【請求項10】 請求項1～請求項9に記載したO F D M信号受信機において、離散フーリエ回路入力信号電力の

2

変化は、アナログ/デジタル変換器への入力信号の大きさを変化させることによって実現することを特徴とするO F D M信号受信機。

【請求項11】 請求項1～請求項9に記載したO F D M信号受信機において、離散フーリエ回路入力信号電力の変化は、デジタル直交復調後の折り返し成分除去用デジタルフィルタ出力信号を変化させることによって実現することを特徴とするO F D M信号受信機。

【請求項12】 請求項1～請求項9に記載したO F D M信号受信機において、離散フーリエ回路入力信号電力の変化は、請求項10および請求項11を組み合わせることによって実現することを特徴とするO F D M信号受信機。

【請求項13】 各サブキャリアが線形変調された直交周波数分割多重(O F D M)伝送方式にあって、所望チャネルの近傍に隣接チャネルが存在することが想定されるシステムにおいて、隣接チャネル信号除去用にはくし型フィルタを用い、デジタル直交復調後の折り返し成分除去用デジタルフィルタには小規模で遮断特性の緩やかなフィルタを用いることを特徴とするO F D M信号受信機。

【請求項14】 請求項13に記載したO F D M信号受信機において、くし型フィルタによって減衰する信号帯域のみを折り返し成分除去用デジタルフィルタによって増幅させることを特徴とするO F D M信号受信機。

【請求項15】 請求項13または請求項14に記載したO F D M信号受信機において、隣接チャネルが存在しない場合、もしくは隣接チャネル電力が十分小さい場合には、くし型フィルタを用いないことを特徴とするO F D M受信機。

【請求項16】 請求項13に記載したO F D M信号受信機において、くし型フィルタを用いるかどうかを決定する方法として、請求項2～請求項7に記載の方法を用いることを特徴とするO F D M受信機。

【請求項17】 請求項1～請求項16に記載した受信装置を用いることを特徴とする通信システム。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は各サブキャリアが線形変調され直交周波数分割多重(O F D M)された信号の受信装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】 従来、所望の無線周波数チャネル(以下、所望チャネル)の近傍に、所望チャネルに比べて非常に大きい電力の隣接する無線周波数チャネル(以下、隣接チャネル)が存在する場合、中間周波数帯において急峻な遮断特性を有するフィルタ(例えば表面弹性波フィルタ: S A W フィルタ)等を用いるだけでは、十分な受信感度が得られなかった。

【0003】 特にデジタル音声放送(D A B : Digital Audio Broadcasting)等のように、それぞれのチャネ

ルが別々の場所から送信されている場合、移動受信時のフェージングによる無線伝搬路の変動によって、所望チャネルよりも隣接チャネルの電力の方が数十dBも大きくなる状況が発生する。

【0004】一般に、移動受信時には隣接チャネルが存在しない場合においても所望チャネルの電力が変動するため、自動利得制御（A G C : Auto Gain Control）が行われる。

【0005】この自動利得制御は中間周波数帯におけるフィルタ出力電力に基づいて制御されるため、所望チャネルの近傍に非常に大きな隣接チャネルが存在する場合には、フィルタによって隣接チャネルを十分に抑圧しきれず隣接チャネルの電力変化に応じた制御が行われてしまい、所望チャネルの信号が抑圧されてしまったりして受信感度が劣化する。

【0006】この問題を解決する方法の一つとして、特開平5-75489のように所望チャネルの帯域内に狭帯域の帯域通過フィルタ（B P F : Band Pass Filter）を別に設け、隣接チャネルの影響を小さくしたA G Cを行う方法が知られているが、付加的なアナログ回路を必要とするため小型化に適していない。

【0007】さらに、狭帯域の帯域通過フィルタであるため、周波数選択性フェージング等によって狭帯域通過フィルタの帯域にディップが生じた場合には、信号電力が大きく減衰したように観測されてしまい、誤った制御が行われ、受信感度が大きく劣化してしまうという欠点がある。

【0008】図22に従来のO F D M信号受信機の構成を示しており、受信アンテナ1で受信した信号は帯域通過フィルタ出力電力測定部2によって制御されている自動利得制御回路3によって、ほぼ一定の電力となる。続いて、周波数変換器4によって中間周波数帯にダウントンパートされ、帯域通過フィルタ（B P F）5によって、所望チャネル帯域外の成分が抑圧される。

【0009】さらに周波数変換器6によって低域周波数帯にダウントンパートされた後に、周波数変換によって生ずるイメージを除去するための低域通過フィルタ（L P F）7によってイメージが除去される。

【0010】次に、アナログ／デジタル変換器8によってデジタル化された後に、デジタル乗算器9および9'において数値制御発振器（N C O : Numerically Controlled Oscillator）10から出力される正弦波および余弦波と乗せられ、直交復調される。

【0011】その後、デジタル低域通過フィルタ11と11'において、A/D変換によって生じていた折り返し成分が除去され、後段の離散フーリエ変換器13の演算速度に合せるために、間引き器12と12'において間引きが行われる。後段の離散フーリエ変換器13によって、離散フーリエ変換された信号はデマッピング器14でデマッピングされた後にパラレル／シリアル変換

器15においてパラレル／シリアル変換され、データが出力される。

【0012】従来知られている付加的な回路を用いる方法では、上記の構成に加えて中間周波数帯において狭帯域な帯域通過フィルタ16が備えられ、その後段に電力測定部17があり、電力測定部17で得られる所望チャネル帯域内の電力の大きさに基づいて自動利得制御回路3が制御される。

#### 【0013】

10 【発明が解決しようとする課題】O F D M方式信号を受信する際に、所望チャネルの近傍に隣接チャネルが存在する場合においても、簡易な構成で良好な受信感度を保つことを目的とする。

#### 【0014】

【課題を解決するための手段】この課題を解決するために本発明は、所望チャネルの近傍に隣接チャネルが存在する場合、隣接チャネルに影響されないよう所望チャネルだけの電力の大きさに応じて、離散フーリエ変換（D F T）回路入力信号電力を制御することで、離散フーリエ変換回路における固定小数点演算時のオーバーフローや所望信号が量子化雑音に埋もれてしまうことを防ぐ。

#### 【0015】

【発明の実施の形態】本発明の請求項1に記載の発明は、各サブキャリアが線形変調された直交周波数分割多重（O F D M）伝送方式にあって、所望チャネルの近傍に隣接チャネルが存在する場合、隣接チャネルによる電力に影響されないよう所望チャネルだけの電力を測定し、所望チャネルだけの電力が小さい場合には離散フーリエ変換（D F T）回路入力信号電力を大きくし、所望チャネルだけの電力が大きい場合には離散フーリエ変換（D F T）回路入力信号電力を小さくし、受信機内部の離散フーリエ変換回路における固定小数点演算時のオーバーフローや所望信号が量子化雑音に埋もれてしまうことを防ぎ、受信性能を高められるという作用を有する。所望チャネルだけの電力測定法は、従来の技術のような狭帯域の帯域通過フィルタ出力を測定する方法がある。

【0016】その他に、デジタル直交復調後の折り返し成分除去用デジタルフィルタへの入力信号電力と出力信号電力との比を求め、入力電力に対する出力電力の40 比があらかじめ求めておいた隣接チャネル妨害が無い場合の入力信号と出力信号の比よりも大きい場合には隣接チャネル妨害電力が大きく、所望チャネルだけの電力は小さいとみなし、離散フーリエ変換回路入力信号電力を大きくするように制御する方法を用いることも可能である。

【0017】また、離散フーリエ変換回路入力信号電力の制御は従来の技術のようにアナログ的に利得制御する方法でもよいが、受信動作時の温度等の環境変化による特性劣化を防ぐためにA D変換後の信号をデジタル的に制御する方法が好適である。

【0018】請求項2に記載の発明は、請求項1に記載したOFDM信号受信機において、離散フーリエ変換回路(DFT)入力信号電力の制御は、所望チャネル信号電力と隣接チャネル信号電力との比に応じ、所望チャネル信号電力に対する隣接チャネル信号電力の比が大きい場合には離散フーリエ変換回路入力信号電力を小さくさせることを特徴とするOFDM信号受信機に関するものであり、周波数選択性フェージングによって信号帯域にディップが生じた場合においても、所望チャネルと同様に隣接チャネルも周波数選択性フェージングによってディップが生じるため、所望チャネル電力のみを測定する場合のようにディップによって所望チャネル電力が本来よりも小さい値として測定されるといった現象が生ずるこ<sup>10</sup>とがないため、離散フーリエ変換回路入力信号電力を適切なレベルに制御することが可能となり、劣化が少なく受信性能を高いままで維持できるという作用を有する。

【0019】請求項3に記載の発明は、請求項1に記載したOFDM信号受信機において、離散フーリエ回路(DFT)入力信号電力の変化の度合いが、デジタル直交復調後の折り返し成分除去用デジタルフィルタへの入力電力と出力電力との比に応じていることを特徴とするOFDM信号受信機に関するものであり、付加的なアナログ回路を必要としないため、受信機を小型化できるという作用を有する。

【0020】請求項4に記載の発明は、請求項1に記載したOFDM信号受信機において、離散フーリエ回路(DFT)入力信号電力の変化の度合いが、デジタル直交復調後の折り返し成分除去用デジタルフィルタへの入力信号の絶対値和と出力信号の絶対値和との比に応じていることを特徴とするOFDM信号受信機に関するものであり、電力を得るために乗算演算がないので演算量を減らすことができ、受信機の小型化および低消費電力化を図ることができるという作用を有する。

【0021】請求項5に記載の発明は、請求項2に記載したOFDM信号受信機において、所望チャネル信号電力と隣接チャネル信号電力との比は離散フーリエ変換回路出力信号から求めることを特徴とするOFDM信号受信機に関するものであり、OFDM信号受信機に必須の離散フーリエ変換器出力を利用しているため、付加的な回路が少なく、受信機を小型化できるという作用を有する。離散フーリエ変換回路の出力信号を観測すれば、所望チャネルと隣接チャネルのそれぞれの電力を調べることが容易であり、所望チャネル電力に対する隣接チャネル電力の比が大きい場合には離散フーリエ変換回路への入力信号を小さくするように制御する。

【0022】請求項6に記載の発明は、請求項1に記載したOFDM信号受信機において、離散フーリエ回路(DFT)入力信号電力の変化の度合いが、離散フーリエ変換回路出力における所望チャネル帯域の振幅の絶対値和と隣接チャネル帯域の振幅の絶対値和との比に応じている

ことを特徴とするOFDM信号受信機に関するものであり、電力を求める必要がなく、演算量を減らすことができ、受信機の小型化および低消費電力化を図ることができるという作用を有する。

【0023】請求項7に記載の発明は、請求項5に記載したOFDM信号受信機において、所望チャネル信号電力と隣接チャネル信号電力との比は、離散フーリエ変換後の隣接チャネル帯域における特定周波数の電力から推測することを特徴とするOFDM信号受信機に関するものであり、隣接チャネルの存在する周波数全体の電力を求める必要がなく、演算量を減らすことができ、受信機の小型化および低消費電力化を図ができるという作用を有する。

【0024】特に、隣接チャネルの存在する周波数が既知の場合には受信機の中間周波数帯にあるチャネルフィルタおよび、デジタル直行復調後の折り返し成分除去用デジタルフィルタの周波数特性(遮断特性)を考慮して、あらかじめ最も隣接チャネル妨害電力が大きくなるはずの周波数帯域を調べておき、その周波数帯域のみの電力から推測すると好適である。

【0025】請求項8に記載の発明は、請求項1に記載したOFDM信号受信機において、離散フーリエ回路(DFT)入力信号電力の変化の度合いが、離散フーリエ変換後の隣接チャネル帯域における特定周波数における振幅の絶対値和の大きさに応じていることを特徴とするOFDM信号受信機に関するものであり、電力を求める必要がないうえ、隣接チャネルの存在する周波数全体の和を求める必要がなく演算量を減らすことができ、受信機の小型化および低消費電力化を図ができるという作用を有する。

【0026】本発明も請求項7に記載の発明における実施の形態と同様に、最も隣接チャネル妨害電力が大きくなる周波数帯域のみの振幅の絶対値和から制御すると好適である。

【0027】請求項9に記載の発明は、請求項1に記載したOFDM信号受信機において、離散フーリエ回路入力信号電力の変化の度合いが、請求項2～請求項8に記載した方法を組み合わせることによって決定されることを特徴とするOFDM信号受信機に関するものであり、より柔軟な制御が可能となることで受信性能が高まるという作用を有する。

【0028】請求項10に記載の発明は、請求項1～請求項9に記載したOFDM信号受信機において、離散フーリエ回路入力信号電力の変化は、アナログ/デジタル変換器への入力信号の大きさを変化させることによって実現することを特徴とするOFDM信号受信機に関するものであり、隣接チャネル電力およびアナログ/デジタル変換器のダイナミックレンジを考慮した入力レベルを設定できるため、受信性能が高まるという作用を有する。

【0029】請求項11に記載の発明は、請求項1～請求項9に記載したO F DM信号受信機において、離散フーリエ回路入力信号電力の変化は、デジタル直交復調後の折り返し成分除去用デジタルフィルタ出力信号を変化させることによって実現することを特徴とするO F DM信号受信機に関するものであり、デジタル的にレベルを変化させるため、小型で経年変化がなく、動作温度などの変化による劣化がない制御が可能となり、受信性能が高まるという作用を有する。

【0030】さらに、デジタルフィルタには演算時のオーバーフローや丸め誤差や量子化誤差による影響が最も少なくなるようにあらかじめ定めておいた適正レベルの信号を入力することが可能となるため、受信性能が高まるという作用を有する。

【0031】請求項12に記載の発明は、請求項1～請求項9に記載したO F DM信号受信機において、離散フーリエ回路入力信号電力の変化は、請求項10および請求項11を組み合わせることによって実現することを特徴とするO F DM信号受信機に関するものであり、アナログ／デジタル変換器およびデジタルフィルタのダイナミックレンジと離散フーリエ変換回路の最適レベルの両方を考慮した制御が可能となり、受信性能がより高まるという作用を有する。

【0032】すなわち、隣接チャネルが存在する場合にはアナログ／デジタル変換器への入力は大きくして、所望チャネルが量子化誤差や固定小数点演算時の丸め誤差に埋もれてしまうことを防ぎ、離散フーリエ変換回路への入力は小さくして演算時のオーバーフローを防ぐことも可能である。

【0033】請求項13に記載の発明は、各サブキャリアが線形変調された直交周波数分割多重(O F DM)伝送方式にあって、所望チャネルの近傍に隣接チャネルが存在することが想定されるシステムにおいて、隣接チャネル信号除去用にはくし型フィルタを用い、デジタル直交復調後の折り返し成分除去用デジタルフィルタには小規模で遮断特性の緩やかなフィルタを用いることを特徴とするO F DM信号受信機に関するものであり、デジタルフィルタの回路規模を削減でき、受信機の小型化および低消費電力化が図れるという作用を有する。

【0034】くし型フィルタはタップ係数を乗ずる必要がないため回路規模を小さくすることが可能であり、また、加算段数を適切に選べば、想定される隣接チャネル電力の最大値や、受信性能に大きく影響する周波数成分を効果的に削減することが可能となる。

【0035】ここで、受信性能に大きく影響する周波数成分とはデジタルフィルタ後の間引き器によって信号帯域に重なる隣接チャネル電力成分であり、隣接チャネルが存在する周波数が既知であれば、あらかじめこの隣接チャネル電力成分の周波数を求めておくことができ、求めた周波数を効果的に削減できるような加算段数のく

し型フィルタを用いると好適である。

【0036】請求項14に記載の発明は、請求項13に記載したO F DM信号受信機において、くし型フィルタによって減衰する信号帯域のみを折り返し成分除去用デジタルフィルタによって増幅させることを特徴とするO F DM信号受信機に関するものであり、くし型フィルタによって減衰する信号帯域のサブキャリアの量子化雑音を低減でき、受信性能が高まるという作用を有する。

【0037】くし型フィルタは通過帯域が狭いため、信号帯域の電力も同時に減衰させてしまうが、本発明は折り返し成分除去用デジタルフィルタの周波数特性を工夫し、くし型フィルタによって減衰してしまう信号帯域のみを増幅させるように設計しておくことで、減衰によって生じる量子化雑音の低減が可能となる。

【0038】請求項15に記載の発明は、請求項13または請求項14に記載したO F DM信号受信機において、隣接チャネルが存在しない場合、もしくは隣接チャネル電力が十分小さい場合には、くし型フィルタを用いないことを特徴とするO F DM受信機に関するものであり、隣接チャネルの影響がない場合には不必要なくし型フィルタを用いないため、省電力化が図れるという作用を有する。

【0039】請求項16に記載の発明は、請求項13に記載したO F DM信号受信機において、くし型フィルタを用いるかどうかを決定する方法として、請求項2～請求項9に記載の方法を用いることを特徴とするO F DM受信機に関するものであり、周波数選択性フェージング等によって信号帯域にディップが生じた場合にも所望チャネルと隣接チャネルの電力比を正確に求めることができ、誤作動のない制御が可能となり、高い受信性能を維持できるという作用を有する。

【0040】請求項17に記載の発明は、請求項1～請求項16に記載した受信装置を用いることを特徴とする通信システムに関するものであり、高品質な通信システムを構築できるという作用を有する。

【0041】以下、本発明の実施の形態について、図1から図21を用いて説明する。

【0042】(実施の形態1) 図1は本発明を用いる実施の形態1を示し、図1において本発明のO F DM信号受信機は、従来のO F DM信号受信機におけるアナログ／デジタル変換器8の後段に利得制御手段18を設けており、その他に、受信アンテナ1、帯域通過フィルタ出力電力測定部2、自動利得制御回路3、周波数変換器4、帯域通過フィルタ(B P F)5、周波数変換器6、低域通過フィルタ(L P F)7、アナログ／デジタル変換器8、デジタル乗算器9および9'、数値制御発振器(N C O)10、デジタル低域通過フィルタ11および11'、間引き器12および12'、離散フーリエ変換器13、デマッピング器14、パラレル／シリアル変換器15から構成される。

【0043】所望チャネル電力検出手段19は所望チャネルのみの電力を得て、この電力が大きい場合には増幅しないように、所望チャネル電力が小さい場合には増幅させるように利得制御手段18を制御する。

【0044】所望チャネル検出手段19は、従来の技術のような狭帯域の帯域通過フィルタ出力を測定する方法がある。その他に、デジタル直交復調後の折り返し成分除去用デジタルフィルタへの入力信号電力と出力信号電力との比を求め、入力電力に対する出力電力の比があらかじめ求めておいた隣接チャネル妨害が無い場合の入力信号と出力信号の比よりも大きい場合には隣接チャネル妨害電力が大きく、所望チャネルだけの電力は小さいとみなし、離散フーリエ変換回路入力信号電力を大きくするように制御する方法を用いることも可能である。

【0045】(実施の形態2) 図2は本発明を用いる実施の形態2を示し、図2において本発明のOFDM信号受信機は、図1における所望チャネル検出手段19を具体化したものであり、隣接チャネル電力検出手段20、所望チャネル電力検出手段21、電力比演算手段22から構成される。隣接チャネル電力検出手段20は従来の技術のように、隣接チャネルが存在する周波数を中心周波数とする狭帯域の帯域通過フィルタ(BPF)出力を得て電力を検出し、所望チャネル検出手段21は所望チャネルが存在する周波数を中心周波数とする狭帯域の帯域通過フィルタ(BPF)出力を得て電力を検出するものである。

【0046】その他の手段としては実施の形態5で後述する離散フーリエ変換回路出力から隣接チャネルおよび所望チャネルの電力を検出することも可能である。電力比演算手段22は隣接チャネル電力検出手段20と所望チャネル電力検出手段21から得られるそれぞれのチャネル電力の比を求めるものであり、この電力比の大きさに応じて、図1における利得制御手段18を制御するものである。所望チャネルに対する隣接チャネル電力の比が大きければ、信号電力を増幅させる方向に制御し、小さければ増幅しないように制御する。

【0047】(実施の形態3) 図3は本発明を用いる実施の形態3を示しており、図3において本発明のOFDM信号受信機は、図1における隣接チャネル検出手段を具体化したものであり、互いに直交するチャネル(I-ch: In-Phase Channel, Q-ch: Quadrature Channel)のデジタル低域通過フィルタ11、11'の前段における電力を検出する手段23および、デジタル低域通過フィルタ11、11'の後段における電力を検出する手段24および、これらの電力比を得る手段25から構成される。

【0048】所望チャネルに対する隣接チャネル電力の比が大きい場合には、デジタル低域通過フィルタ通過後でも隣接チャネル電力が十分抑圧されないため、電力検出手段23で得られる値に対する電力検出手段24で

得られる値の比が大きくなる。

【0049】そこで、この電力比の大きさに応じて、図3における利得制御手段18を制御する。この所望チャネルに対する隣接チャネル電力の比は、あらかじめ隣接チャネルが存在しない場合の値を求めておき、その値よりも大きければ隣接チャネルが存在するとして、利得制御手段18によって信号電力を大きくする。

【0050】ここで、図3においては互いに直交するチャネル(I-ch, Q-ch)の電力を検出し、デジタル低域通過フィルタの前段と後段の電力比によって利得制御手段18を制御しているが、どちらか一方のチャネルのみの電力比によって制御しても同様の効果が得られる。一方のチャネルのみの電力比に基づいて制御する方法を用いれば、回路規模が小さくなり好適である。

【0051】(実施の形態4) 図4は本発明を用いる実施の形態4を示しており、図4において本発明のOFDM信号受信機は、図1における隣接チャネル検出手段を具体化したものであり、互いに直交するチャネル(I-ch, Q-ch)のデジタル低域通過フィルタ11、11'の前段における振幅の絶対値和を得る手段26および、デジタル低域通過フィルタ11、11'の後段における振幅の絶対値和を得る手段27および、これらの比を得る手段28から構成される。

【0052】所望チャネルに対する隣接チャネル電力の割合が大きい場合には、デジタル低域通過フィルタ通過後でも隣接チャネル電力が十分に抑圧しきれないため、絶対値和検出手段26で得られる値に対する絶対値和検出手段27で得られる値の比が大きくなる。そこで、この絶対値和の比の大きさに応じて、図4における利得制御手段18を制御する。

【0053】この所望チャネルの絶対値和に対する隣接チャネルの絶対値和の比は、あらかじめ隣接チャネルが存在しない場合の値を求めておき、その値よりも大きければ隣接チャネルが存在するとして、利得制御手段18によって信号電力を大きくする。

【0054】ここで、図4においては互いに直交するチャネル(I-ch, Q-ch)の絶対値和を検出し、デジタル低域通過フィルタの前段と後段の絶対値和の比によって利得制御手段18を制御しているが、どちらか一方のチャネルのみの絶対値和の比によって制御しても同様の効果が得られる。一方のチャネルのみの絶対値和の比に基づいて制御する方法を用いれば、回路規模が小さくなり好適である。

【0055】(実施の形態5) 図5は本発明を用いる実施の形態5を示しており、図5において本発明のOFDM信号受信機は、図1における隣接チャネル検出手段を具体化したものであり、離散フーリエ変換器13の出力において所望チャネル帯域の電力を検出する手段29および、隣接チャネル帯域の電力を検出する手段30および、これらの電力比を得る手段31から構成される。得

られた電力比に応じて、利得制御手段18を制御する。

【0056】一般に、離散フーリエ変換器13としては2のべき乗の周波数分割数を持つ離散フーリエ変換器が用いられる。この離散フーリエ変換器に入力される信号のサブキャリア数はこの離散フーリエ変換器の周波数分割数よりも少なくなっている。例えば、DAB(Digital Audio Broadcasting)のモード1の場合、信号のサブキャリア数1536本に対して、通常、2048(=2<sup>11</sup>)の周波数分割数を持つ離散フーリエ変換器が用いられる。

【0057】このように信号のサブキャリア数よりも周波数分割数の多い離散フーリエ変換器を用いれば、所望チャネルの近傍に隣接チャネルが存在する場合、離散フーリエ変換器によって所望チャネルのみならず、隣接チャネル帯域の一部も周波数変換される。本実施の形態は周波数変換後に、隣接チャネル帯域の電力と所望チャネル帯域の電力を検出し、これらの電力比に基づいて利得制御手段18を制御するものである。

【0058】ここで、所望チャネル電力と隣接チャネル電力との電力比を求める場合に、離散フーリエ変換回路の実数部および虚数部の両方とも用いなくとも、どちらか一方のみの電力比を求めて同様の効果が得られ、回路規模を小さくすることが可能となり好適である。

【0059】(実施の形態6) 図6は本発明を用いる実施の形態6を示しており、図6において本発明のOFDM信号受信機は、図1における隣接チャネル検出手段を具体化したものであり、離散フーリエ変換器13の出力において所望チャネル帯域内の振幅の絶対値和を検出する手段32および、隣接チャネル帯域の振幅の絶対値和を検出する手段33および、これらの比を得る手段34から構成される。得られた絶対値和の大きさに応じて利得制御手段18を制御する。

【0060】ここで、所望チャネルの振幅の絶対値和と隣接チャネルの振幅の絶対値和との比を求める場合に、離散フーリエ変換回路の実数部および虚数部の両方とも用いなくとも、どちらか一方のみの絶対値和の比を求めて同様の効果が得られ、回路規模を小さくすることが可能となり好適である。

【0061】(実施の形態7) 図7は本発明を用いる実施の形態7を示しており、図7において本発明のOFDM信号受信機は、図1における隣接チャネル検出手段を具体化したものであり、離散フーリエ変換器13の出力において離散フーリエ変換後の隣接チャネル帯域における特定周波数の電力を検出する手段35を用いる。この特定周波数の電力の大きさに応じて利得制御手段18を制御する。特に、あらかじめ隣接チャネルが存在する周波数および、前段のフィルタ(アナログおよびデジタルフィルタ)の特性がわかっている場合には、あらかじめ最も隣接チャネル電力が大きくなるはずの周波数帯域を調べておき、その周波数帯域のみの電力から推測する

と好適である。

【0062】ここで、隣接チャネル帯域における特定周波数電力の大きさを求める場合に、離散フーリエ変換回路の実数部および虚数部の両方とも用いなくとも、どちらか一方のみの電力を求めて同様の効果が得られ、回路規模を小さくすることが可能となり好適である。

【0063】(実施の形態8) 図8は本発明を用いる実施の形態8を示しており、図8において本発明のOFDM信号受信機は、図1における隣接チャネル検出手段を具体化したものであり、離散フーリエ変換器13の出力において離散フーリエ変換後の隣接チャネル帯域における特定周波数における振幅の絶対値を検出する手段36を用いる。この絶対値の大きさに応じて利得制御手段18を制御する。

【0064】特に、あらかじめ隣接チャネルが存在する周波数および、前段のフィルタ(アナログおよびデジタルフィルタ)の特性がわかっている場合には、あらかじめ最も隣接チャネル電力が大きくなるはずの周波数帯域を調べておき、その周波数帯域のみの電力から推測すると好適である。

【0065】ここで、隣接チャネル帯域における振幅の絶対値の大きさを求める場合に、離散フーリエ変換回路の実数部および虚数部の両方とも用いなくとも、どちらか一方のみの絶対値を求めて同様の効果が得られ、回路規模を小さくすることが可能となり好適である。

【0066】(実施の形態9) 図9は本発明を用いる実施の形態9を示しており、図9において本発明のOFDM信号受信機は、図1における隣接チャネル検出手段を具体化したものであり、デジタル低域通過フィルタ11、11'の入力と出力の比を求める手段37および、離散フーリエ変換器13の出力において隣接チャネル成分を求める手段38および、前述の2つの手段から得られる結果をもとに、制御利得を決定する手段39から構成される。

【0067】デジタル低域通過フィルタ11、11'の入力と出力の比を求める手段37としては実施の形態3や実施の形態4に述べた方法を用い、離散フーリエ変換器13の出力において隣接チャネル成分を求める手段38としては実施の形態5～8に述べた方法のいずれか、またはこれらを組み合わせた方法を用いる。

【0068】制御利得を決定する手段39は入出力比を求める手段37と隣接チャネル成分を求める手段38から得られる結果をもとに、隣接チャネル成分の大きさを推定し、推定値をもとに制御手段18を制御する。

【0069】入出力比を求める手段37から得られる結果と隣接チャネル成分を求める手段38から得られる結果が両方とも隣接チャネルが存在するという結果だった場合には信号を增幅するように制御し、結果が異なる場合には信号を増幅させないようにすれば、誤動作の確率を低くすることが可能となる。

【0070】(実施の形態10) 図10は本発明を用いる実施の形態10を示しており、図10において本発明のOFDM信号受信機は、アナログ/デジタル変換器8への入力信号の大きさを変化させる利得制御手段40および、所望チャネル電力検出手段19から構成される。

【0071】所望チャネル電力検出手段19によって得られる所望チャネル電力の大きさに応じて、利得制御手段40において、アナログ/デジタル変換器のダイナミックレンジを考慮して、多少ダイナミックレンジを超える場合があつても、隣接チャネルに比べて所望チャネルが小さい場合には信号電力を増幅するように制御する。

【0072】(実施の形態11) 図11は本発明を用いる実施の形態11を示しており、図11において本発明のOFDM信号受信機は、デジタル低域通過フィルタ11、11'の出力において、信号の大きさをデジタル的に変化させる利得制御手段41、41'および、所望チャネル電力検出手段19から構成される。

【0073】所望チャネル電力検出手段19によって所望チャネル電力に応じて利得制御手段41、41'において、後段の離散フーリエ変換器13のオーバーフローや丸め誤差を考慮して所望チャネルの信号が最も劣化の少ないレベルになるように制御する。

【0074】所望チャネル電力検出手段19は前述した実施の形態1～実施の形態10のいずれか、またはこれらを組み合わせて用いることができる。

【0075】ここで、利得制御手段41、41'はデジタル低域通過フィルタの後段でなく、図12のように間引き器12、12'の後段に配置しても同様の効果が得られる。間引き器12、12'の後段に配置する場合にはデジタル低域通過フィルタの後段よりも動作速度を遅くすることができるため、消費電力を小さくすることが可能となり好適である。

【0076】(実施の形態12) 図13は本発明を用いる実施の形態12を示しており、図12において本発明のOFDM信号受信機は、アナログ/デジタル変換器8への入力信号の大きさを変化させる利得制御手段40および、デジタル低域通過フィルタ11、11'の出力において信号の大きさを変化させる利得制御手段41、41'および、所望チャネル電力検出手段19から構成される。

【0077】所望チャネル電力検出手段19は前述した実施の形態1～実施の形態10のいずれか、またはこれらを組み合わせて用いることができる。

【0078】所望チャネル検出手段19によって得られる所望チャネル電力の大きさに応じて、アナログ/デジタル変換器8入力信号の利得制御手段40および、デジタル低域通過フィルタ11、11'出力信号の利得制御手段41、41'の両方を制御する。 アナログ/

デジタル変換器8入力信号の利得制御手段40は主に、アナログ/デジタル変換器のダイナミックレンジを考慮して、入力信号の最大振幅値がダイナミックレンジを超えることが少ないような利得制御を行い、デジタル低域通過フィルタ11、11'出力信号の利得制御手段41、41'は主に、離散フーリエ変換器での演算時のオーバーフローや丸め誤差の影響を考慮して、所望チャネルを復調する際の劣化が最も小さいレベルになるよう利得制御を行う。

【0079】ここで、(実施の形態11)と同様に、利得制御手段41、41'はデジタル低域通過フィルタの後段でなく、図14のように間引き器12、12'の後段に配置しても同様の効果が得られる。間引き器12、12'の後段に配置する場合にはデジタル低域通過フィルタの後段よりも動作速度を遅くすることができるため、消費電力を小さくすることが可能となり好適である。

【0080】(実施の形態13) 図15は本発明を用いる実施の形態13を示しており、図15において本発明のOFDM信号受信機は、アナログ/デジタル変換器8、デジタル乗算器9、9'および、数値制御発振器(NCO)10、くし型フィルタ42、42'および、デジタル低域通過フィルタ43、43'、間引き器12、12'、離散フーリエ変換器13、デマッピング器14、パラレル/シリアル変換器15から構成される。

【0081】受信信号はダウンコンバート後のイメージを除去するアナログ低域通過フィルタ出力において、アナログ/デジタル変換器8によってデジタル信号に変換された後に、デジタル乗算器9、9'および数値制御発振器(NCO)10によってデジタル直交復調されてI-ch(同相チャネル)および、Q-ch(直交チャネル)に分離される。その後段には隣接チャネル成分除去用として小規模な回路で実現可能なくし型フィルタ42、42'を設ける。次に、隣接チャネル成分が抑圧された信号は折り返し成分除去用のデジタル低域通過フィルタ43、43'を用いる。その後、間引き器12、12'によって離散フーリエ変換器13の動作速度に合せる。

【0082】ここで、くし型フィルタの加算段数は大きな隣接チャネル成分が存在する周波数にディップが生じるよう設定すると、効果的に隣接チャネル電力を抑圧でき好適である。

【0083】例えば、DAB(Digital Audio Broadcasting)受信機において、アナログ/デジタル変換器8のサンプリングレートを8.192MHzとする場合にはくし型フィルタの加算段数を6段とすると効果的に隣接チャネル電力を抑圧できる。この様子を図16～18に示す。

【0084】図16にはデジタル直交復調後におけるDAB信号の周波数スペクトルを示す。条件はDABの

15

送信モード1、所望チャネルと隣接チャネルの中心周波数間隔を1.712MHz（ガードバンド176kHz）、隣接チャネル電力が所望チャネルより40dB大きい場合において、中間周波数帯の帯域通過フィルタとして一般的なSAWフィルタの遮断特性を有しているフィルタが使用されていると仮定し、アナログ/デジタル変換器8の前段で、隣接チャネル電力がある程度抑圧されているものとしいている。

【0085】隣接チャネル成分の両側が角のようになっているのは、所望チャネルの近傍にあって帯域通過フィルタで抑圧仕切れなかった成分であり、アナログ/デジタル変換による折り返しのため両側に現れている。図17には加算段数6段のくし型フィルタの周波数特性を示し、図18にはくし型フィルタ通過後におけるDAB信号の周波数スペクトルを示す。

【0086】図16と図18を比較すると、くし型フィルタによって隣接チャネル電力を効果的に抑圧できていることが確認できる。

【0087】（実施の形態14）図19は本発明を用いる実施の形態14を示しており、図19において本発明のOFDM信号受信機は、アナログ/デジタル変換器8、ディジタル乗算器9、9'および、数値制御発振器(NCO)10、くし型フィルタで減衰する信号帯域を増幅させるデジタル低域通過フィルタ44、44'および、くし型フィルタ42、42'および、間引き器12、12'、離散フーリエ変換器13、デマッピング器14、パラレル/シリアル変換器15から構成される。

【0088】くし型フィルタで減衰する信号帯域を増幅させるデジタル低域通過フィルタ44、44'の周波数特性を模式的に図20に示す。図20に示す低域通過フィルタを用いることで、くし型フィルタによって減衰する信号帯域のサブキャリアの量子化雑音を低減できる。

【0089】ここで、低域通過フィルタ44、44'、くし型フィルタ42、42'の順序は固定小数点演算における丸め誤差を考慮して、図19に示したように低域通過フィルタを前段に設ける方が好適である。

【0090】（実施の形態15）図21は本発明を用いる実施の形態15を示しており、図21において本発明のOFDM信号受信機は、アナログ/デジタル変換器8、ディジタル乗算器9、9'および、数値制御発振器(NCO)10、スイッチ45、45'、隣接チャネル検出手段19、くし型フィルタ42、42'、ディジタル低域通過フィルタ43、43'および、間引き器12、12'、離散フーリエ変換器13、デマッピング器14、パラレル/シリアル変換器15から構成される。

【0091】所望チャネル電力検出手段19は前述した実施の形態1～実施の形態10のいずれか、またはこれらを組み合わせて用いることができる。

【0092】所望チャネル電力検出手段によって所望チャ

16

チャネルの電力を検出し、その結果、所望チャネル電力に比べて隣接チャネル電力が大きいと判定された場合には、くし型フィルタを通過させ、存在しない場合にはそのまま通過させるようにスイッチ45、45'を切り替える。このようにすれば、隣接チャネルの影響がない場合には不必要なくし型フィルタを用いないで済むため、省電力化が図れる。

### 【0093】

【発明の効果】以上のように本発明によれば、所望チャネルの近傍に隣接チャネルが存在する場合においても、離散フーリエ変換(DFT)回路入力信号電力を変化させることによって、離散フーリエ変換回路における固定小数点演算時のオーバーフローや所望信号が量子化雑音に埋もれてしまうことを防ぎ、良好な受信性能を得ることができる。

### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第一の実施の形態におけるOFDM信号受信機の構成を示すブロック回路図

【図2】本発明の第二の実施の形態におけるOFDM信号受信機の構成の一部を示すブロック回路図

【図3】本発明の第三の実施の形態におけるOFDM信号受信機の構成を示すブロック回路図

【図4】本発明の第四の実施の形態におけるOFDM信号受信機の構成を示すブロック回路図

【図5】本発明の第五の実施の形態におけるOFDM信号受信機の構成の一部を示すブロック回路図

【図6】本発明の第六の実施の形態におけるOFDM信号受信機の構成の一部を示すブロック回路図

【図7】本発明の第七の実施の形態におけるOFDM信号受信機の構成の一部を示すブロック回路図

【図8】本発明の第八の実施の形態におけるOFDM信号受信機の構成の一部を示すブロック回路図

【図9】本発明の第九の実施の形態におけるOFDM信号受信機の構成を示すブロック回路図

【図10】本発明の第十の実施の形態におけるOFDM信号受信機の構成を示すブロック回路図

【図11】本発明の第十一の実施の形態におけるOFDM信号受信機の構成を示すブロック回路図

【図12】本発明の第十一の実施の形態における図11と異なるOFDM信号受信機の構成を示すブロック回路図

【図13】本発明の第十二の実施の形態におけるOFDM信号受信機の構成を示すブロック回路図

【図14】本発明の第十二の実施の形態における図13と異なるOFDM信号受信機の構成を示すブロック回路図

【図15】本発明の第十三の実施の形態におけるOFDM信号受信機の構成を示すブロック回路図

【図16】隣接チャネルが存在する場合のデジタル直交復調後におけるDAB信号の周波数スペクトルの一例

17

## を示した図

【図17】加算段数6段のくし型フィルタの周波数特性を示した図

【図18】隣接チャネルが存在する場合に、図17の周波数特性のくし型フィルタを通過させた後におけるDA B信号の周波数スペクトルの一例示した図

【図19】本発明の第十四の実施の形態におけるO F D M信号受信機の構成の一部を示すブロック回路図

【図20】くし型フィルタで減衰する信号帯域を増幅させるデジタル低域通過フィルタの周波数特性を示す模式図

【図21】本発明の第十五の実施の形態におけるO F D M信号受信機の構成の一部を示すブロック回路図

【図22】従来のO F D M信号受信機の構成を示すブロック回路図

## 【符号の説明】

1 受信アンテナ

2 帯域通過フィルタ出力電力測定部

3 自動利得制御回路

4 周波数変換器

5 帯域通過フィルタ (B P F)

6 周波数変換器

7 低域通過フィルタ (L P F)

8 アナログ/デジタル変換器

9 デジタル乗算器

9' デジタル乗算器

10 数値制御発振器 (N C O)

11 デジタル低域通過フィルタ

11' デジタル乗算器

12 間引き器

12' 間引き器

13 离散フーリエ変換器 (D F T : Discrete Fourier Transform)

14 デマッピング器

15 パラレル/シリアル (P/S)

16 狹帯域な帯域通過フィルタ

17 電力測定部

18 利得制御手段

19 所望チャネル電力検出手段

18

20 隣接チャネル電力検出手段

21 所望チャネル電力検出手段

22 電力比演算手段

23 デジタル低域通過フィルタ 11、11' の前段における電力を検出する手段

24 デジタル低域通過フィルタ 11、11' の後段における電力を検出する手段

25 デジタル低域通過フィルタ 11、11' の前段と後段における電力比を得る手段

10 26 デジタル低域通過フィルタ 11、11' の前段における振幅の絶対値和を得る手段

27 デジタル低域通過フィルタ 11、11' の後段における振幅の絶対値和を得る手段

28 デジタル低域通過フィルタ 11、11' の前段と後段における比を得る手段

29 所望チャネル帯域の電力を検出する手段

30 隣接チャネル帯域の電力を検出する手段

31 電力比を得る手段

20 32 所望チャネル帯域内の振幅の絶対値和を検出する手段

33 隣接チャネル帯域の振幅の絶対値和を検出する手段

34 絶対値和の比を得る手段

35 特定周波数の電力を検出する手段

36 特定周波数における振幅の絶対値を検出する手段

37 デジタル低域通過フィルタ 11、11' の入力と出力の比を求める手段

38 离散フーリエ変換器 13 の出力において、隣接チャネル成分を求める手段

30 39 37の手段および38の手段から得られる結果をもとに制御利得を決定する手段

40 利得制御手段

41、41' 利得制御手段

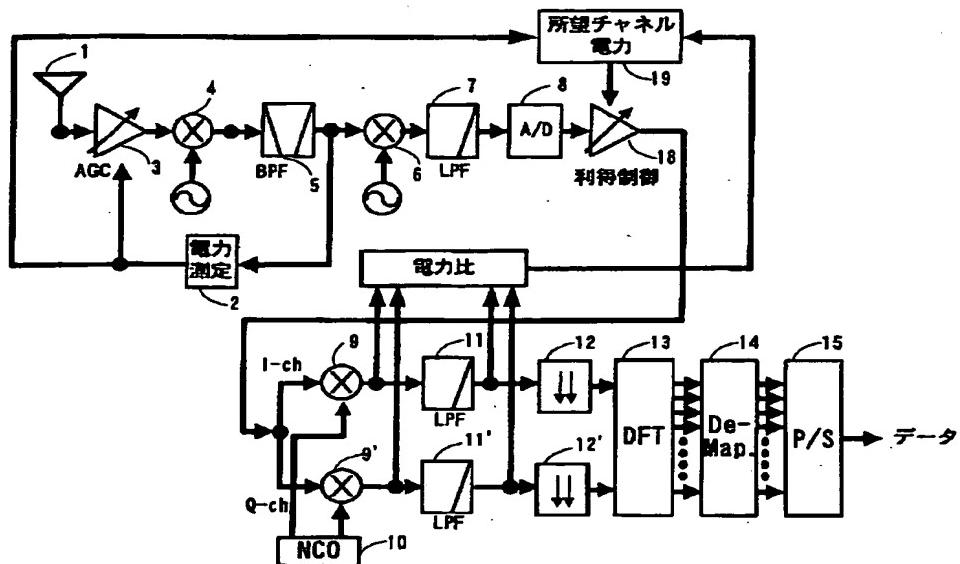
42、42' くし型フィルタ

43、43' デジタル低域通過フィルタ

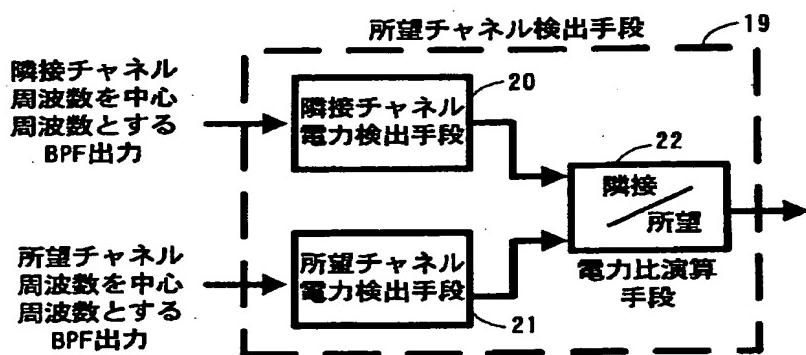
44、44' くし型フィルタで減衰する信号帯域を増幅させるデジタル低域通過フィルタ

45、45' スイッチ

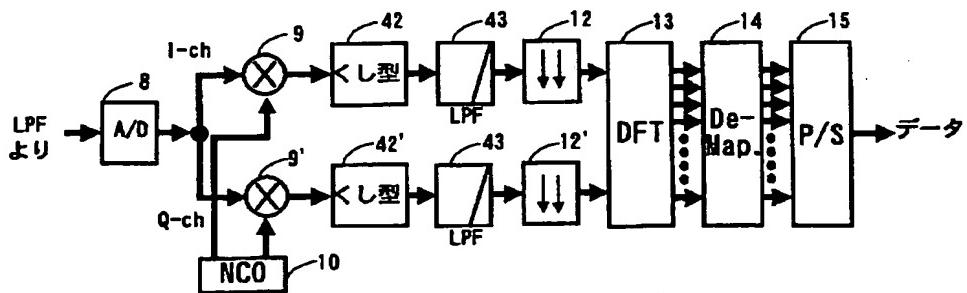
【図1】



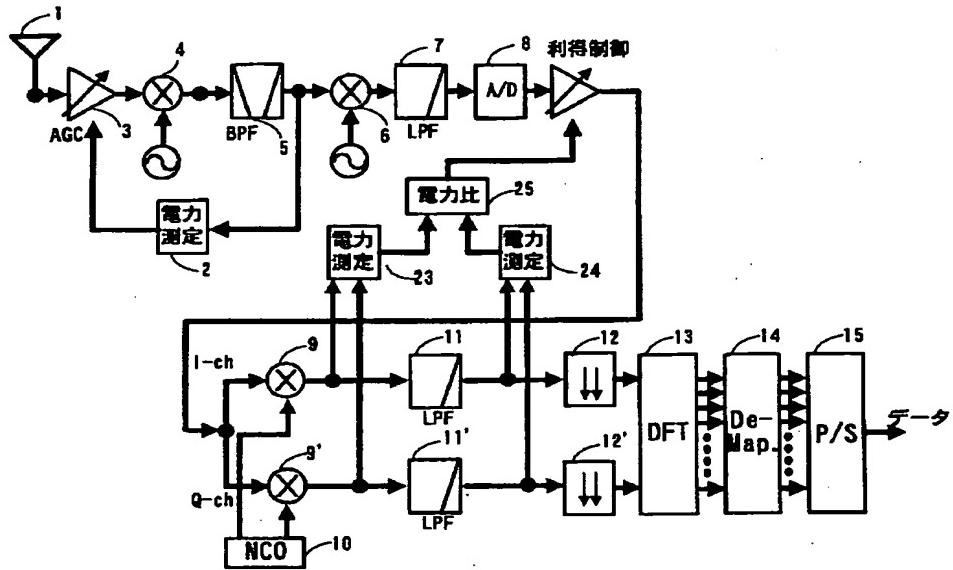
【図2】



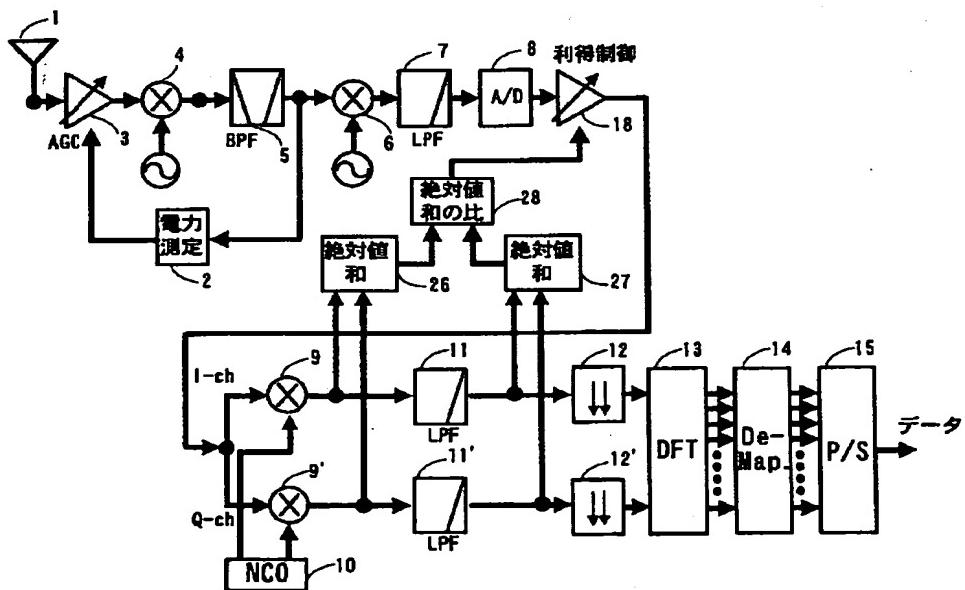
【図15】



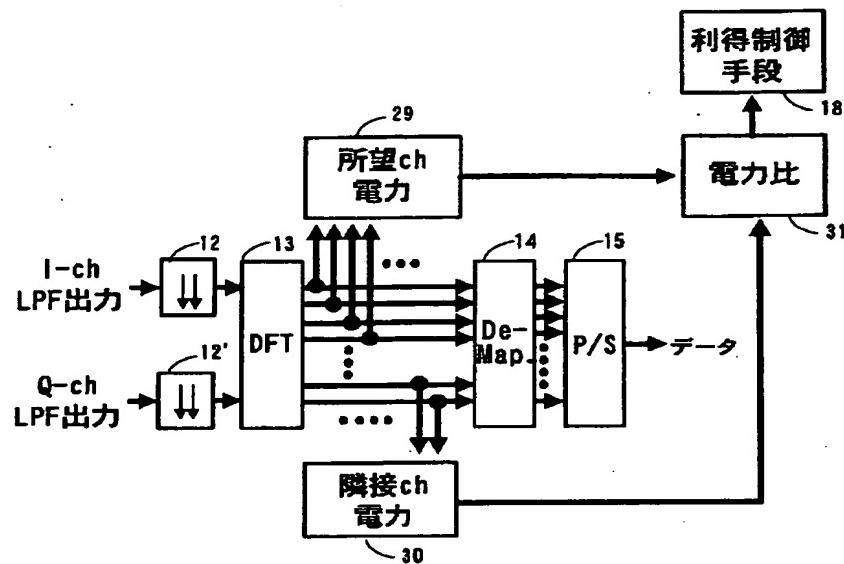
【図3】



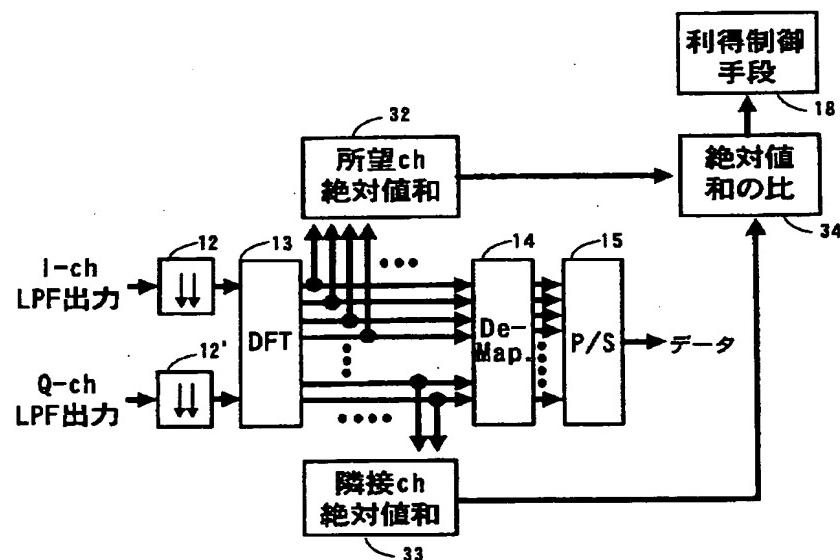
【図4】



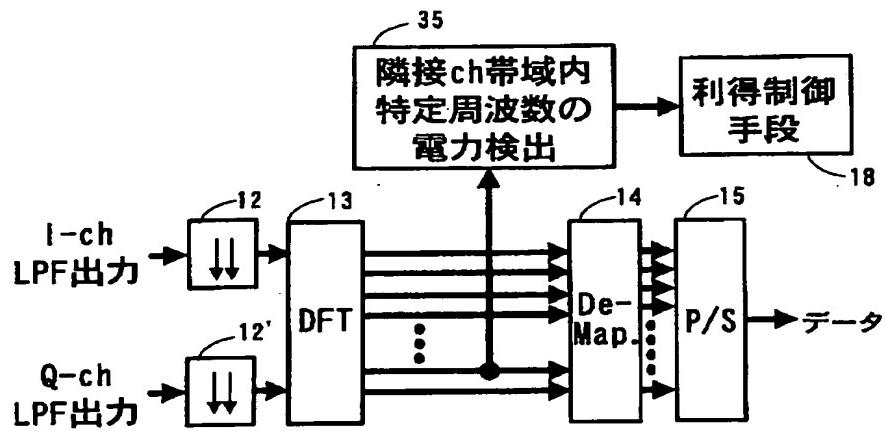
【図5】



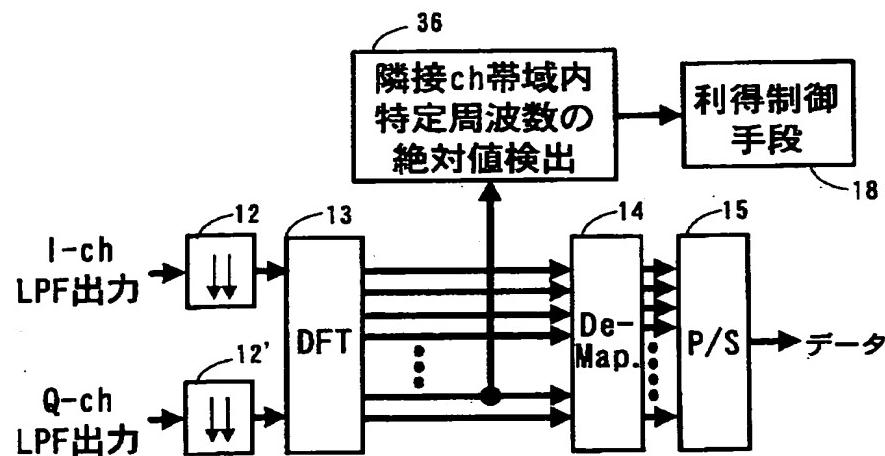
【図6】



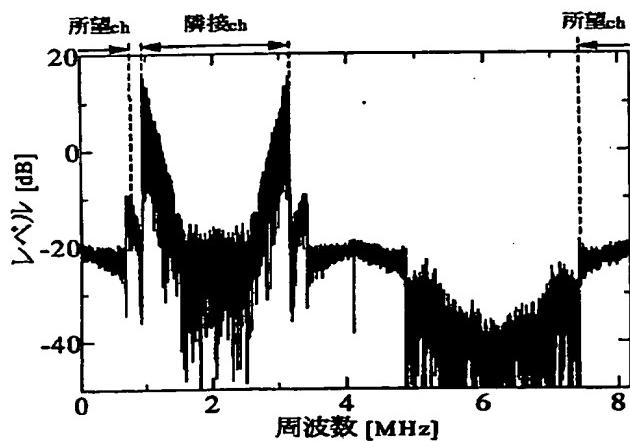
【図7】



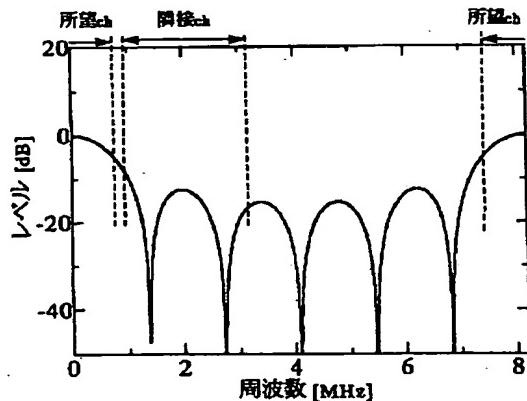
【図8】



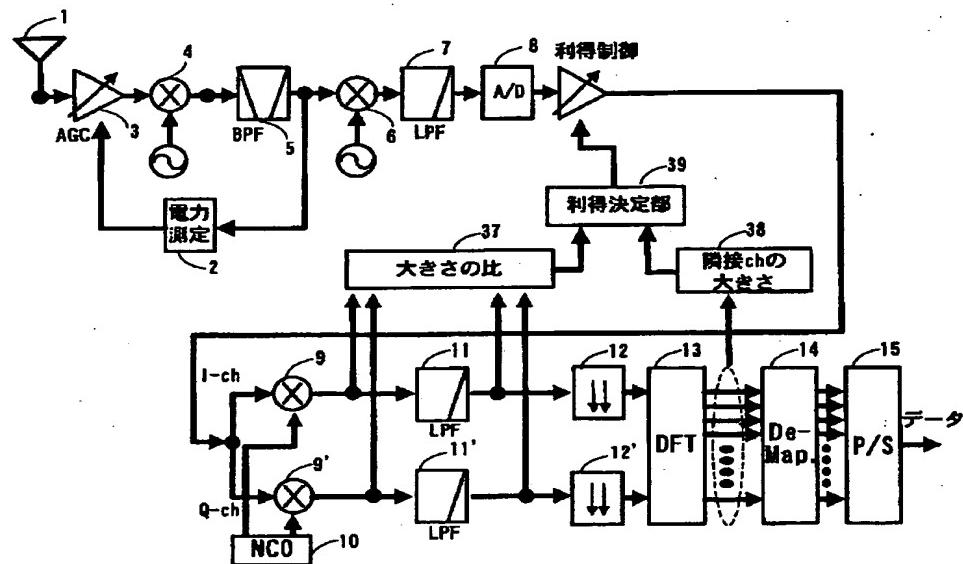
【図16】



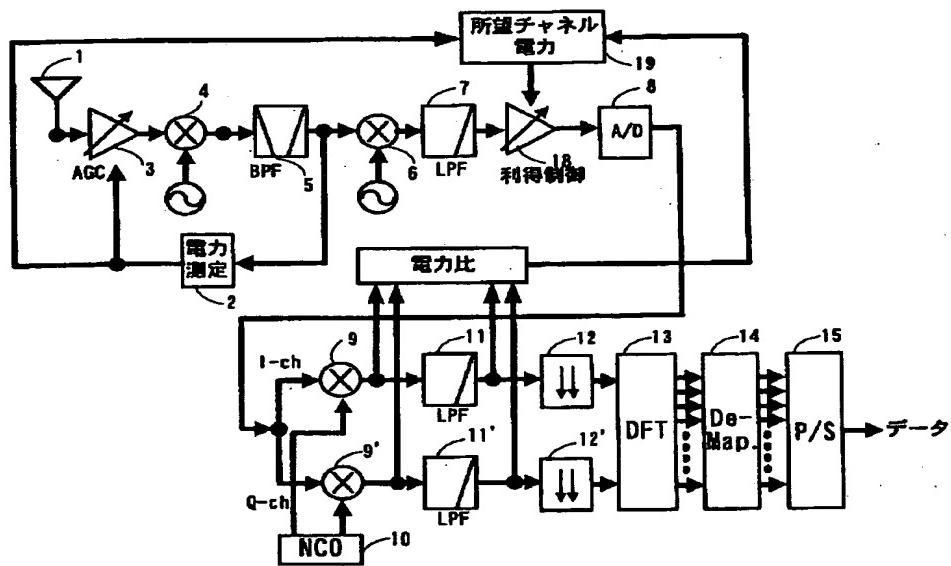
【図17】



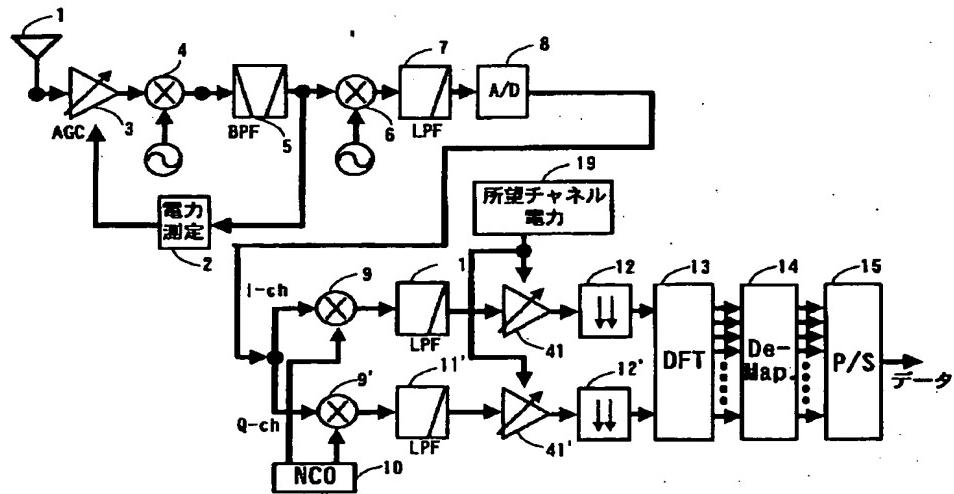
【図9】



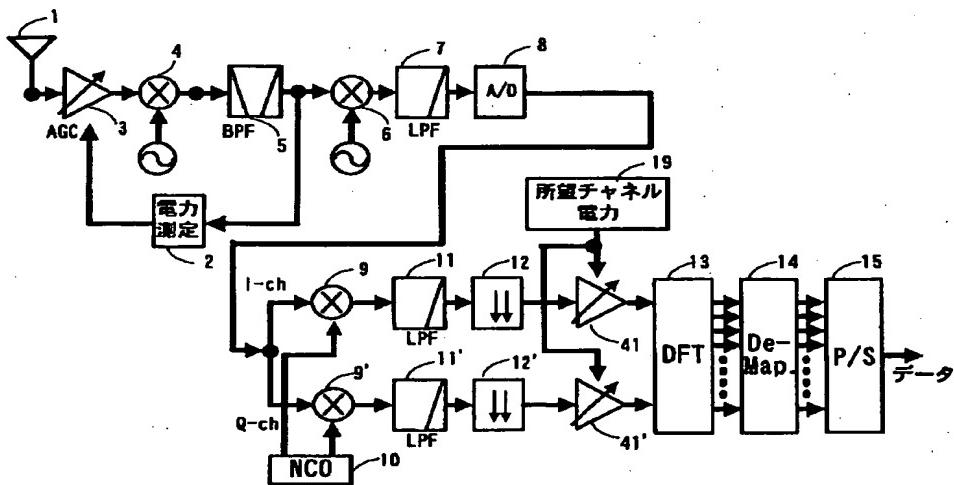
【図10】



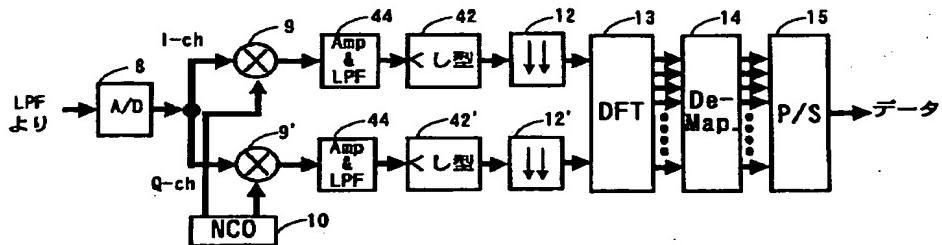
【図11】



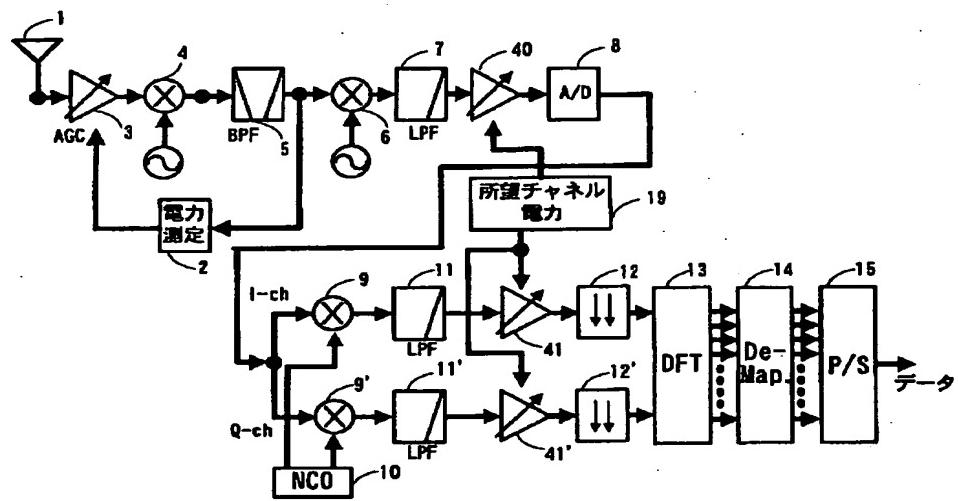
### 【図12】



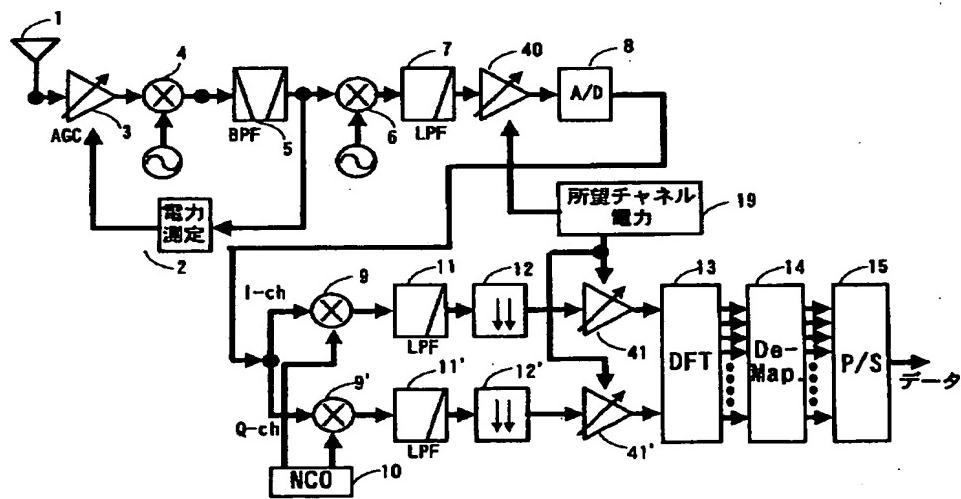
【図19】



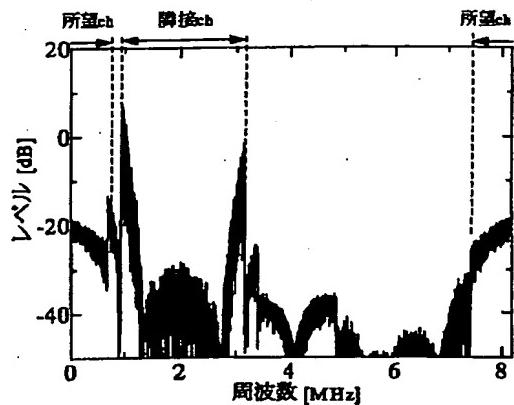
【図13】



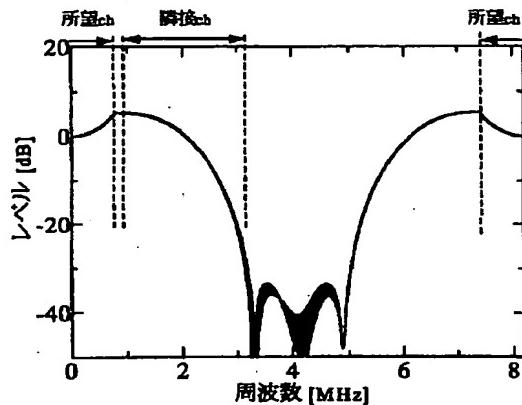
【図14】



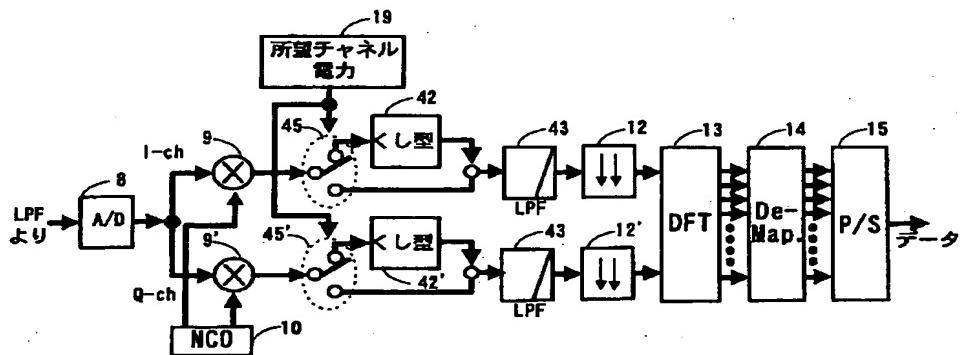
【図18】



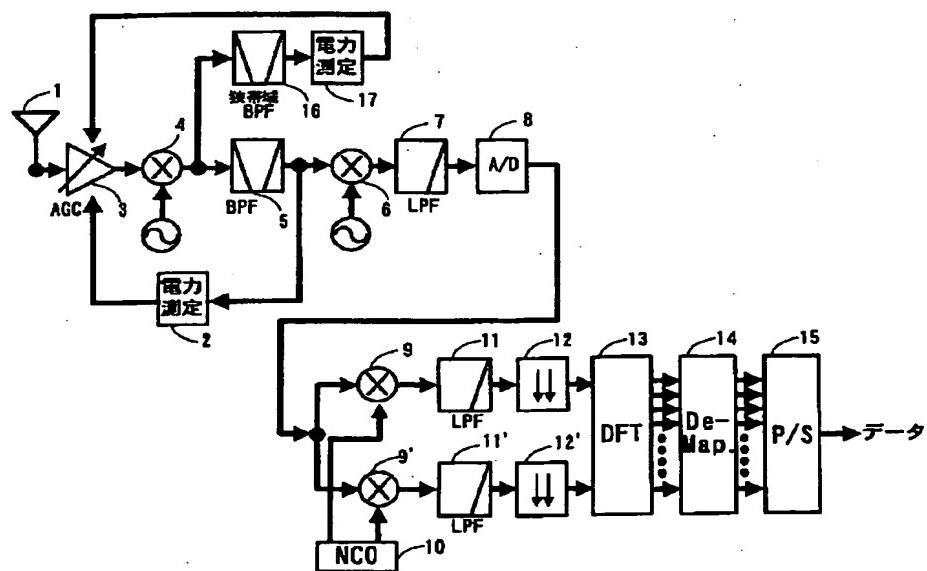
【図20】



【図21】



【図22】



## フロントページの続き

(72)発明者 山本 裕理  
神奈川県川崎市多摩区東三田3丁目10番1  
号 松下技研株式会社内

(72)発明者 佐川 守一  
神奈川県川崎市多摩区東三田3丁目10番1  
号 松下技研株式会社内  
F ターム(参考) 5K022 DD00 DD13 DD19 DD33 DD34  
5K052 AA01 BB02 CC06 DD04 EE02  
EE05 EE32 FF05 GG13 GG20  
GG26 GG48